

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-264874

(43)Date of publication of application : 11.10.1996

(51)Int.Cl. H01S 3/103
H04B 10/02
H04B 10/18
H04B 10/152
H04B 10/142
H04B 10/04
H04B 10/06
H04N 7/22

(21)Application number : 08-017333

(71)Applicant : AT & T CORP

(22)Date of filing : 02.02.1996

(72)Inventor : RAINAL ATTILIO JOSEPH

(30)Priority

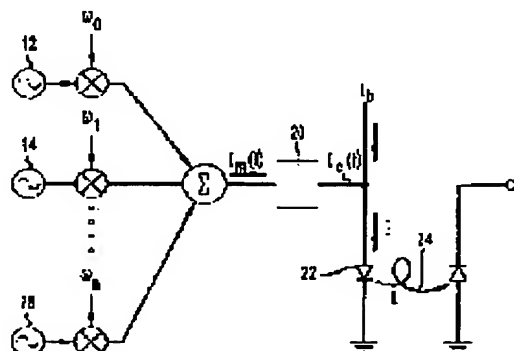
Priority number : 95 382552 Priority date : 02.02.1995 Priority country : US

(54) SYSTEM AND METHOD FOR MINIMIZING NONLINEAR DISTORTION IN OPTICAL COMMUNICATION SYSTEM EMPLOYING LASER INTENSITY MODULATION

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To suppress the increase of power consumption and the increase of shot noises of a photoelectric detector by controlling the saturating point of a laser diode and the deflection of the broad-band multiplexed signal exceeding the upper and lower current limit values of the threshold-value current.

SOLUTION: Base-band-frequency modulated television channels 12, 14 and 16 are coupled to one line as the multiplexed input signal $I_m(t)$. The multiplexed input signal $I_m(t)$ is received by an amplitude limiter 20. In the amplitude limiter 20, laser intensity modulation is performed by setting the mowr number to the higher number so that a broad-band signal $I_c(t)$ is contained in the linear region, the intrusion of the broad-band signal $I_c(t)$ into the nonlinear region is performed and the nonlinear distortion is removed. The broad-band signal $I_c(t)$ is supplied to a laser diode 22 as a part of the total laser driving current I and further sent to an optical fiber 24.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than

THIS PAGE BLANK (USPTO)

application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-264874

(43) 公開日 平成8年(1996)10月11日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 1 S 3/103

H 0 1 S 3/103

H 0 4 B 10/02

H 0 4 N 7/22

10/18

H 0 4 B 9/00

M

10/152

L

10/142

審査請求 未請求 請求項の数11 OL (全 9 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願平8-17333

(22) 出願日 平成8年(1996)2月2日

(31) 優先権主張番号 08/382552

(32) 優先日 1995年2月2日

(33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 390035493

エイ・ティ・アンド・ティ・コーポレーション

AT&T CORP.

アメリカ合衆国 10013-2412 ニューヨーク
ニューヨーク アヴェニュー オブ
ジ アメリカズ 32

(72) 発明者 アッテリオ ジョセフ レイナル

アメリカ合衆国 07960 ニュージャージー,
モリスタウン, ウッドラフ ロード
28

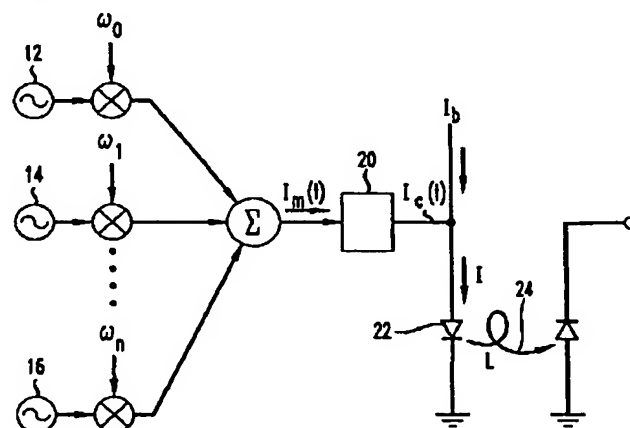
(74) 代理人 弁理士 岡部 正夫 (外2名)

(54) 【発明の名称】 レーザ強度変調による光通信システム内の非直線歪を最小にするためのシステムおよび方法

(57) 【要約】

【課題】 本発明は、ケーブル・テレビジョン・システム即ちCATVのような多重キャリアシステムに関する。

【解決手段】 広帯域多重化入力信号が選択した上位および下位の電流または電圧制限値を越えて振れるのを防止することにより、(直接変調レーザに対する光対電流特性曲線) または (外部変調レーザに対する) レーザ変調器移転機能の最適の直線部分を選択するために振幅制限装置が使用される。クリップした広帯域信号は、あるレーザまたは光変調器が受ける各チャネル毎のキャリア対非直線歪の信頼できる推定値を知るために固定正規確率過程により表される。本発明の歪制御技術は、直接変調レーザにも外部変調レーザにも等しく適用できる。例えば、直接変調システムの場合には、しきい値以下および/または飽和値以上に振幅が振れるのを防止し、そうすることによりそれによる予知できないレベルの非直線歪を防止するために、多重化信号をクリップするために振幅リミッタが使用される。その代わりに、許容できる低レベルの非直線歪で済むようにクリッピング・レベルが設定される。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 光通信システムであって、複数の多重化通信チャネルを代表する多重化合成電気信号を受信するための入力端子を持ち、合成電気信号が少なくとも一方のクリッピング・レベルを越えて振れるのを防止するように作動し、クリップした合成信号を出力するための振幅制限手段と、上記振幅制限手段により受信された合成電気信号に対応する変調光信号を出力するために、上記振幅制限手段によって出力されたクリップした合成電気信号に応答する光出力手段とを含むシステム。

【請求項 2】 上記光出力手段が直線電流対光強度領域により変調されたレーザ強度からなる請求項 1 に記載の光通信システム

【請求項 3】 上記クリッピング・レベルの少なくとも一つが、上記合成電気信号が上記直線電流領域に隣接する非直線領域に入らないように選択する請求項 2 に記載の光通信システム。

【請求項 4】 上記非直線領域がバイアス電流点の下、上記レーザのしきい値の上にある請求項 3 に記載の光通信システム。

【請求項 5】 上記非直線領域がバイアス電流点の下、上記レーザの飽和電流点の上にある請求項 3 に記載の光通信システム。

【請求項 6】 上記クリッピング・レベルの少なくとも一つが、上記合成電気信号が非直線性のしきい領域および非直線性の飽和領域にそれぞれ入るのを防止するように選択された下位および上位クリッピング・レベルからなる請求項 2 に記載の光通信システム。

【請求項 7】 上記振幅制限手段によって受信された合成電気信号が変調電圧信号であって、上記振幅制限手段は電圧リミッタである請求項 1 に記載の光通信システム。

【請求項 8】 上記光出力手段が変調器とそれに光学的に接合している連続出力レーザを含み、上記変調器が直線部分を持つ周期的伝達機能を持ち、上記直線部分にそって上記レーザに光出力を変調するために上記クリップした合成電気信号に応答する請求項 1 に記載の光通信システム。

【請求項 9】 上記振幅制限手段が電圧リミッタである請求項 8 に記載の光通信システム。

【請求項 10】 上記振幅制限手段により受信された合成電気信号が振幅変調信号である請求項 1 に記載の光通信システム。

【請求項 11】 上記振幅制限手段により受信された合成電気信号が直角位相振幅変調信号である請求項 1 に記載の光通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、通信システム、特

に、ケーブル・テレビジョン・システム、すなわち、CATVのような多重キャリアシステムに関する。

【0002】

【従来の技術】 CATVのような多重キャリア、多重チャネル通信システムの非直線歪および狭いダイナミック・レンジの諸問題は、光ファイバおよびレーザがテレビジョン信号の通信に使用されるようになってから新たに注目を浴びている。

【0003】 通信分野での高速光送信機の使用台数が現在増加しつつあるが、この分野で使用されているのは、信号の直線性がほとんど問題にならないデジタル送信がほとんどである。しかし、もしCATVシステムにデジタル送信を使用した場合には、各エンド・ユーザのところにデジタル/アナログ変換器を設置する費用が高すぎて実現が不可能であろう。それ故、信号フォーマットが現存のテレビジョン受信機およびVCR受信機と互換性を持っている場合には、エンド・ユーザは本質的には費用を負担する必要がないので、光学的結合箇所にアナログ多重チャネル波形を搬送する際の利点を見逃すことはできない。

【0004】 代表的なCATVシステムの場合には、個々のサブキャリア上の多くの振幅変調された残留側帯波 (AM-VSB) チャネルは、直接レーザの強度を変調 (直接変調) するか、またはCWモードで動作しているレーザの出力を変調 (外部変調) するために使用される広帯域多重化信号を形成するために加え合わされる。例えば、サブキャリアは、圧縮デジタル・ビデオ用の直角位相AMを含んでいる場合がある。光送信の損失は1キロメートル当たり0.5 dB程度にしか過ぎないので、問題は、限定された性能および例えばレーザ、外部光変調器および光増幅器のような現在使用可能な高価な光トランスジューサという条件下で、非直線歪成分をできるかぎり少なくし、ダイナミック・レンジを広げることである。

【0005】 最近の直接変調送信機および外部変調光送信機両方の進歩により、そのアナログ特性は有意に改善されている。例えば、直接変調システムの場合には、半導体レーザの直線性、光電力および直線ダイナミック・レンジが改善された。都合の悪いことには、多重キャリア振幅変調 (AM) を必要とする現在使用されているCATVアナログ送信の直線性には限界があるので、チャネル容量および損失予算、すなわち、適当なダイナミック・レンジを与える信号電力に許される損失が厳しく制限される。例えば、多重化信号がマイナス側に大きく振れた場合には、レーザの強度がクリップし、すべての個々のチャネル内の非直線歪 (すなわち、混変調ノイズ) が起こる。更に、レーザの飽和点を越えて大きくプラス側に振れると、大きい予知できないレベルの非直線歪が起こる恐れがあるが、これは現在上記のようなプラス側への大きな振れを防止するような十分長い直線領域を持

つレーザを選択することにより防止している。非直線歪の大きさは、通常キャリア対非直線歪（CNLD）比で表される。

【0006】直線変調レーザの場合には、レーザ強度変調の非直線歪を制御するための従来の技術は、レーザが常にレーザのしきい値電流より高い飽和電流しきい値より低い範囲、すなわち、直線領域で動作するように、レーザ・バイアス電流 I_b を十分高く設定している。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】しかし、上記のようにレーザを作動させると、電力消費が増え、光電検出器のショット雑音が増大する。その上、上記の高いバイアス点で動作できるレーザはあるにはあるが、高価であり、特定の用途用にいちいち作らなければならない。光送信装置の性能および価格を更に改善する必要があることは明らかである。

【0008】外部変調の場合には、変調器の伝達関数は正弦波であり、通常変調器のバイアスは、第二の高調波成分を抑制するために直角位相点にできるだけ近い点に設定される。使用されるバイアスは、電流バイアスではなく電圧バイアスであるが、直線領域からみて広帯域の多重化信号がどちらかの方向に大きく振れると、同様に望ましくないレベルの非直線歪が起こる。ここでもまた、従来の送信機に使用されている変調器は、高いバイアス点で動作が行えるように十分長い直線領域を持つように特に構成する必要がある。

【0009】

【課題を解決するための手段】本発明によれば、光送信機の出力の非直線歪のレベルは、広帯域多重化信号をクリップするための振幅制限装置を使用して、許容できるレベルに予めセットされる。ある用途の場合に許容できる非直線歪のレベルを決定するために、各チャンネルのキャリア対非直線歪の概略の数値が、クリップした広帯域信号を固定正規確率過程として表現することによって得られる。

【0010】本発明の例示のための実施例によれば、例えば、レーザ・ダイオードの飽和点 I_s およびしきい値電流 I_{th} のような選択した上位および下位電流制限値を越える広帯域多重化信号の振れを制御することにより、強度変調レーザの光対電流特性の最も望ましい直線領域を選択するために使用される。このように上位および下位制限値を設定することにより、広帯域多重化信号のレーザ・ダイオードの直線領域を越える振れに関連した予測できないレベルの非直線歪が防止される。それどころか、クリップした信号によるレーザ強度変調により生ずるクリップによる歪の正確なスペクトルをノイズ理論および数値分析を使用して予測することができる。

【0011】本発明のクリップ技術は、直接変調レーザおよび外部変調レーザを使用している送信システムに同じように適用することができるし、クリップ処理により

生じた歪の大きさは、クリップのレベル、レーザまたは変調器のダイナミック・レンジおよび多重化広帯域信号のスペクトルの形状によって変化する。本発明により、従来は、例えば、直線領域の長さが不十分であるという理由で使用できなかった特定のレーザまたは変調器を特定の用途に使用することができるようになった。それ故、しきい値および飽和点の近くが非直線状になっていても、より安価なレーザ・ダイオードまたは変調器を直接変調レーザに使用することができるようになった。

【0012】本発明の特徴である種々の特徴および新規性を、本開示に添付されて、その一部をなしている特許請求の範囲の特徴と一緒に説明する。本発明、その動作上の利点、使用することによって達成できる特定の目的をよりよく理解するために、本発明の望ましい実施例が図示および記載されている図面および説明文を参照されたい。

【0013】

【発明の実施の形態】最初に、本発明の振幅制限技術を直接変調レーザを使用しているシステムの非直線歪の制御と関連して詳細に説明するが、多重化広帯域信号が変調器の伝達関数の直線領域を越えて変化しないように、外部変調レーザを使用しているシステム内でも同様に使用できることを強調していることに注目されたい。

【0014】図1について説明すると、直接変調レーザ・ダイオードおよび本発明による歪制御技術を使用している振幅変調残留側帯波サブキャリア多重化送信システム10が図示されている。図示されているシステム10は、その内部に数個のベースバンド周波数変調テレビジョン・チャンネル12、14および16が多重化入力 I_i 信号内で、別々の振幅変調残留側帯波サブキャリアとして、異なるキャリア周波数 ω_0 、 ω_1 および ω_2 上で、従来の方法で周波数分割多重化されているCATVシステムである。加算器18は、異なるサブキャリア周波数を持つ個々のテレビジョン・チャンネルを、歪を起こさないで多重化入力信号 $I_i(t)$ 一本に結合する。

【0015】多重化信号 $I_i(t)$ は、振幅リミッタ20によって受信され、この振幅リミッタ20は、レーザ・ダイオードの強度変調をその直線領域に制限するために選択された一つまたはそれ以上の予め定めた制限値でクリップされた広帯域電流信号 $I_i(t)$ を出力する。当業者には、リミッタ20から出力されたクリップした信号が、 $I_i(t)$ のような電流信号または電圧信号 $V_i(t)$ であることは容易に理解できると思う（図2）。このように、光対電流強度変調の最も望ましい直線領域を、または外部変調レーザの場合には、モジュラ伝達関数を得るために任意の適当なリミッタ回路を使用することができる。特殊な例として、「急速回復制限および位相倒置増幅器」という表題のクロスビーの米国特許3,949,317を参照されたい。この特許の開示の全体が参考として本明細書に明らかに含まれてい

る。図 1 を見ればわかるように、クリップした広帯域信号 $I_c(t)$ は、全レーザ駆動電流 I の一部としてレーザ・ダイオード 22 に供給され、最終的に光ファイバ 24 のような光導波管に送られる。レーザ・ダイオード 22 への全レーザ駆動電流、すなわち、注入電流 I は、直流バイアス電流 I_b およびリミッタ 20 からのクリップした合成多重化入力信号 $I_c(t)$ の両方を含んでいる。

【0016】図 2 の説明のための実施例によれば、振幅リミッタ 20 は、信号 $I_c(t)$ に比例する広帯域電圧信号 $V(t)$ をクリップした信号電圧 $V_c(t)$ に変換するように構成されている。クリップした信号 $V_c(t)$ はレーザ・ドライバー 21 に供給され、このレーザ・ドライバーは、クリップした信号 $I_c(t)$ をレーザ・ダイオード 22 に供給する。レーザ・ドライブ電流内のチャネル信号の数は、1 MHz から 1 GHz までの周波数レンジ全体内に 80 またはそれ以上の周波数帯である場合もある。完全な直線特性のレーザの場合には、その出力光信号電力は、加えられたレーザ・ドライブ電流の大きさに直接影響されて変化する。以下に詳細に説明するように、広帯域信号 $I_c(t)$ は、低い方の数値 $I_b + I_1$ および高い方の数値 $I_b - I_2$ の間に納まるように、リミッタ 20 によってクリップされるが、上記二つの数値は、レーザの強度変調を直線領域に閉じこめるように選択される（図 3）。例えば、レーザのしきい値バイアス電流のほんの少し上のところで強度変調をクリップすることによって、広帯域信号の非直線領域への大きな振れによって生じる実質的な非直線歪は避けられる。

【0017】もちろん、レーザが非直線領域内に振れるのを防止するためにクリッピングを使用することができ、それによりそれに関連する非直線歪を除去する一方、本発明のクリッピングによる信号の動作も同様に、レーザ強度変調の非直線歪を引き起こすことは当業者に

$$X(t) = X_c(t) + Z(t) + W(t)$$

この場合、

$$X_c(t) = X(t) \text{ のクリップされたもの。}$$

$$Z(t) = \begin{cases} X(t) \geq I_1 \text{ に対して } X(t) - I_1 \\ \text{そうでない場合は } 0 \end{cases}$$

および

$$W(t) = \begin{cases} X(t) \leq -I_2 \text{ に対して } X(t) + I_2 \\ \text{そうでない場合は } 0 \end{cases}$$

任意の t の数値に対して、式 (1) は以下のように書き換えることができる。

は直ちに理解できることと思われる。しかし、以下に詳細に説明するように、強度変調広帯域信号の対称的ま非対称的クリッピングによる非直線歪を計算するのにノイズ理論および数値分析を使用することができる。その結果、クリッピングによりあるレーザの最適な直線領域を、非直線歪が最も少なくなるように、そしてアナログ変調、デジタル変調またはアナログ/デジタル変調を含むある用途に適するレベルまたはレベル以下に維持されるように定義することができる。

【0018】<クリップした正規確率過程>レーザ強度変調による歪電力の計算方法をよく理解するには、一つまたは二つの任意のレベルでクリップされた正規確率過程の平均電力を計算するための一般式を考察すると良い。

【0019】図 4 A と 4 B について説明すると、クリップしていない形での固定正規確率過程 $X(t)$ が（図 4 A）に示されていて、例えば、図 3 のレベル I_1 および I_2 でクリップされた信号 $I_c(t)$ に対応するクリップされた固定過程 $X_c(t)$ が（図 4 B）に図示されている。実際、 $X(t)$ および $X_c(t)$ は、例えば、図 2 のクリップされていない広帯域信号 $I_c(t)$ に対応する非直線歪の計算を容易にするために、任意のクリップされていない信号および対応するクリップされた広帯域アナログ信号を表すのに使用することができる。

【0020】図 4 B について特に説明すると、 $I_R = I_1 + I_2$ はクリッピング・レベル I_1 および I_2 のダイナミック・レンジを表す。 $X(t)$ は零平均、すなわち、片側電力スペクトル密度 $W_x(f)$ の単位相違固定正規確率過程を表す。図 4 B を見ればわかるように、 $X(t)$ は、クリップされた過程 $X_c(t)$ および二つの振れ過程 $Z(t)$ および $W(t)$ によって表され、下記の関係にある。

【数 1】

(1)

【数 2】

$$X_c = X - Z - W.$$

(2)

クリップした正規確率過程 $X_c(t)$ の平均常時電力 P_c は $X_c(t)$ の相違によって表されるか、または次式

$$P_c = E[X_c - E(X_c)]^2 = E[X_c^2] - [E X_c]^2,$$

(3)

この場合、 E は期待値を表す。 P_c を求めるには、 Z および W の第一および第二のモーメントが必要になる。こ

【数4】

$$\begin{aligned} EZ &= \Phi(I_1) - I_1 \Phi(-I_1), \\ EZ^2 &= (1 + I_1^2) \Phi(-I_1) - I_1 \Phi(I_1), \\ EW &= -EZ \big|_{I_1 = I_2}, \\ EW^2 &= EZ^2 \big|_{I_1 = I_2}, \end{aligned} \quad (4)$$

この場合、

【数5】

$$\phi(X) = \frac{e^{-x^2/2}}{\sqrt{2\pi}} \quad (5)$$

および

【数6】

$$\Phi(x) = \int_{-\infty}^x \phi(z) dz. \quad (6)$$

式(3)のモーメントを使用することにより、 P_c に対する下記の一般式が得られる。

【数7】

$$\begin{aligned} P_c &= 1 - \{ (I_1^2 + 1) \Phi(-I_1) - I_1 \Phi(I_1) \} - \{ (I_2^2 + 1) \Phi(-I_2) - I_2 \Phi(I_2) \} \\ &\quad + 2I_1 [I_1 \Phi(-I_1) - \Phi(I_1)] + 2I_2 [I_2 \Phi(-I_2) - \Phi(I_2)] - [I_1 \Phi(-I_1) - \Phi(I_1)] \\ &\quad + 2 [I_1 \Phi(-I_1) - \Phi(I_1)] [I_2 \Phi(-I_2) - \Phi(I_2)] - [I_2 \Phi(-I_2) - \Phi(I_2)] \end{aligned}$$

(7)

対称的なクリッピングの場合には、 $I_1 = I_2$ なので、

【数8】

式(7)は次式のように簡単な形で表すことができる。

$$P_c = 1 - 2 [I \Phi(I) + (1 - I^2) \Phi(-I)].$$

(8)

$-I_2$ レベルだけでクリッピングが行われた場合には、

【数9】

$I_1 \rightarrow \infty$ であるので、式(7)は次式ようになる。

$$P_c = 1 - \Phi(I_2) [\Phi(I_2) + I_2] - \Phi(-I_2) [1 - 2I_2 \Phi(I_2) - I_2^2 \Phi(I_2)]$$

(9)

【0021】<キャリア対非直線歪比>今 $X(t)$ が N 個の電力が等しく f_a から f_b まで広がっている隣接するチャンネルを表している片側電力スペクトル密度 W_x

う。 $X_c(t)$ の常時電力 P_c に含まれる全非直線歪電力 P_d を求めるためには、下記の関係を考慮する。

【数10】

(f) を持つ周波数多重化の広帯域アナログ信号としよ

$$P_c = \int_0^\infty W_c(f) df = h_{01}^2 \sigma^2 + P_d \quad (10)$$

この場合、

$W_c(f)$ = 電力スペクトル密度の連続部分

h_{01} = 信号抑制係数

P_d = 交流非直線歪電力 (すなわち、混変調)

【数11】

$$\sigma^2 = \int_{f_a}^{f_b} W_x(f) df$$

$$h_{01} = \Phi(I_2) - \Phi(-I_2) \quad (11)$$

【0022】従って、従来の近似法により、信号または「キャリア」対非直線歪電力比、すなわち、 C/NLD

$$C/NLD = \frac{h_{01}^2 \sigma^2}{P_d} = \frac{h_{01}^2}{P_c - h_{01}^2} \quad (12)$$

信号または「キャリア」電力 h_{01}^2 および非直線電力 P_d の両方が、問題のN個の隣接する周波数バンド、すなわち、チャンネル内に均等に分布している場合には、式

(12) はまた各チャンネルの C/NLD を表す。全非直線歪電力 P_d の一部 Γ だけが問題の継続している問題の

$$C/NLD = \frac{h_{01}^2 \sigma^2}{\Gamma P_d} = \frac{h_{01}^2}{\Gamma [P_c - h_{01}^2]}$$

この場合、

$$\Gamma P_d = \int_{f_a}^{f_b} W_c(f) df - h_{01}^2 \sigma^2$$

$W_c(f)$ は広帯域アナログ信号 $X(t)$ の電力スペクトル密度 $W_x(f)$ により変化するが、 P_d は $W_x(f)$ とは無関係で、式(7)、(10)および(11)により求められる。近似法によって得られた C/NLD 比の最も内輪の数値は、計算した C/NLD 比が広帯域アナログ信号のバンド幅またはスペクトルの位置と無関係になる $\Gamma = 1.0$ の点で得られる。しかし、下記の図5-7を参照すればわかるように、非常に正確な結

$$\sigma^2 = I_2^2 \mu^2$$

この場合、

$$\mu^2 = Nm^2/2 \quad (14)$$

N = 多重化チャンネルの数

m = 各チャンネルの光学的変調指数

レーザ強度変調の場合には、効率を最大限にするには、 μ をできる限り大きくとる必要がある。しかし、 μ が増大すると I_2 が減少し、その結果、潜在的に広帯域のアナログ信号 $X(t)$ が有意にクリップし、個々のすべてのチャンネル内に歪が誘発される。非対称的なクリッピングの場合 $\sigma^2 = 1$ および $\mu = 1/I_2$ とすると、図5-7は $= 1.0, 0.5$ および 0.25 に対する C/NLD を示す。クリッピング・レベルのダイナミック・レンジは、 $I_R = I_1 + I_2$ で表される。それぞれの場

$= 1.0$ = 相違または $X(t)$ の電力

任意の二つの I_1 および $-I_2$ レベルでクリッピングした場合には、 h_{01} は次式により求められる。

【数12】

は次式により求められる。

【数13】

チャンネル間に均等に分布しているということがわかってい場合には、式(12)は一般化され次式のようになる。

【数14】

果が同様にダイナミック・レンジ I_R および他の Γ の数値を制御すれば、遥かに高い C/NLD 比が得られることを示している。

【0023】式(13)により、レーザの強度変調による C/NLD 比を計算できる。全RMS変調指数 μ と広帯域アナログ信号の交流電力 σ^2 との関係は、次式により求められる。

【数15】

合、計算によって得られた C/NLD 値は経験則によって得られた数値に非常に近かった。

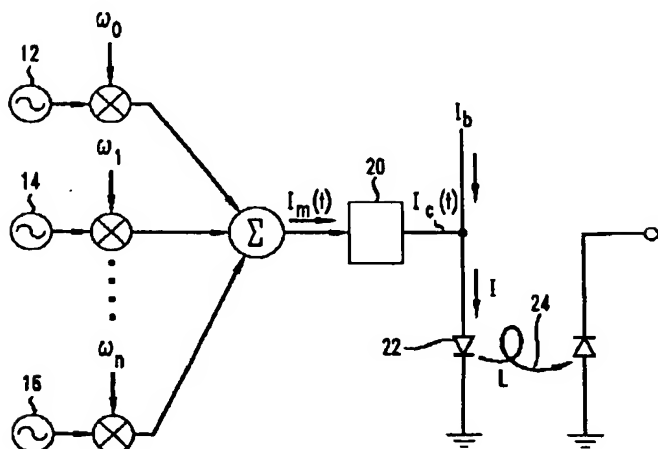
【0024】上記の説明から、広帯域の変調信号の大きな振れによる非直線歪は信号をクリップすることにより防止できることが容易に理解できると思う。更に、上記の振れによる計算するのが難しい、すなわち、レーザへの依存度が高い歪、信号のクリッピングによる非直線歪を、本発明により、容易に正確に計算することができる。実際、広帯域の信号の振幅を制限することにより、歪、モード抑制、電力消費、変換効率および光検出装置のショット雑音をすべて数段改善することができる。本

発明の方法により、歪のないダイナミック・レンジが狭いという理由で従来使用できないと考えられてきたレーザ・ダイオードを、例えば、サブキャリア多重化のようなアナログ、デジタルまたはアナログ/デジタル変調を含む、光波の用途に使用することができる。C/NLD比は、例えば、必要とする用途に適合するかどうかを判断するためにあるレベルでクリップしたレーザに関して容易に計算することができる。レーザのしきい値および飽和領域以上の動作領域を除去することによって、用途に最も適している直線領域を選択することができる。これにより、しきい値および飽和点に近いレーザ・ダイオードの非直線性の性能への依存度がより低い性能レベルを維持しながら、より安価なレーザ・ダイオードを使用することができる。

【0025】特殊な例としては、最適の動作値が $\mu = 0.25$ または $I_2 = 4$ 。0の最近導入されたCATVレーザ・ダイオードがある。上記動作点において、CATV用途用のキャリア対非直線歪比は約60dBに制限される。上記数値は現在最低の目標値である58dBに極めて近い数値になっている。本発明の利点を利用し、非直線歪を減少させるために振幅リミッタを使用して、上記レーザ・ダイオードのキャリア対非直線歪比を10dBまた改善できるだろうと期待されている。

【0026】望ましい実施例に適用した場合の、本発明の基本的な新規な特徴を図示し、説明し、指摘してきたが、本発明の精神から逸脱しないで、当業者が開示した本発明の形式および詳細な点を省略したり、置き換えたり、変更したりできることが理解できるだろう。しかし、本発明は添付の特許請求範囲内の表示事項のみにより制限されることを理解されたい。

【図1】



【図面の簡単な説明】

図面上においては、いくつかの図に全体において類似の参照文字は類似の素子を示す。

【図1】図1は、本発明による広帯域信号 $I_m(t)$ をクリップするための振幅リミッタを使用したサブキャリア多重化光通信システムのブロック・ダイアグラムである。

【図2】本発明の図示の実施例による電圧制限装置を使用した直接変調レーザ・システムのブロック・ダイアグラムである。

【図3】レーザ・ダイオードの光電力対駆動電流特性曲線を示す図である。

【図4A】図2のクリップしていない広帯域信号 $I_m(t)$ に対応するクリップしていない固定正規確率過程 $X(t)$ を示す図である。

【図4B】二つのレベル I_1 および I_2 でクリップし、図2の $I_c(t)$ に対応する図4Aの固定正規確率過程 $X_c(t)$ を示す図である。

【図5】本発明による非対称クリップ・レベル I_1 および I_2 のC/NLD比を示す曲線の図である。

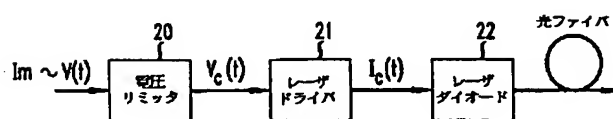
【図6】本発明による非対称クリップ・レベル I_1 および I_2 のC/NLD比を示す曲線の図である。

【図7】本発明による非対称クリップ・レベル I_1 および I_2 のC/NLD比を示す曲線の図である。

【符号の説明】

- 12、14、16 ベースバンド周波数変調テレビジョンチャンネル
- 20 振幅リミッタ
- 22 レーザ・ダイオード
- 24 光ファイバ

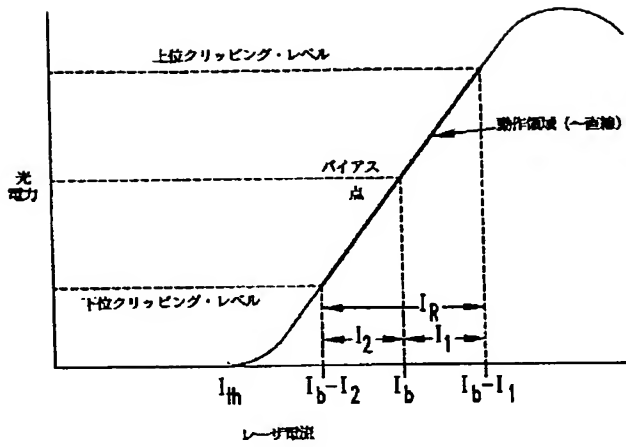
【図2】



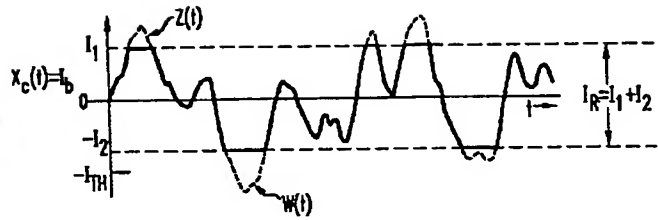
【図4A】



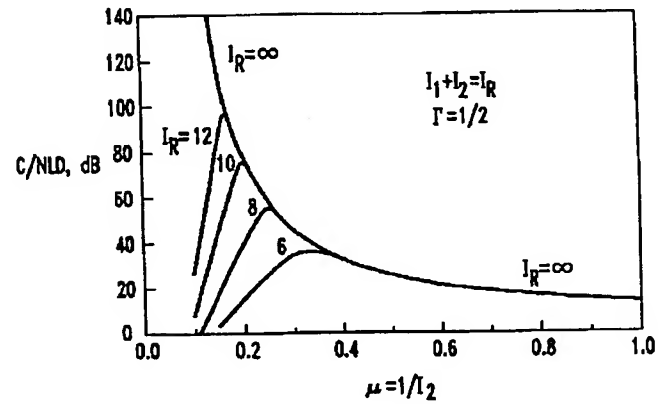
【図 3】



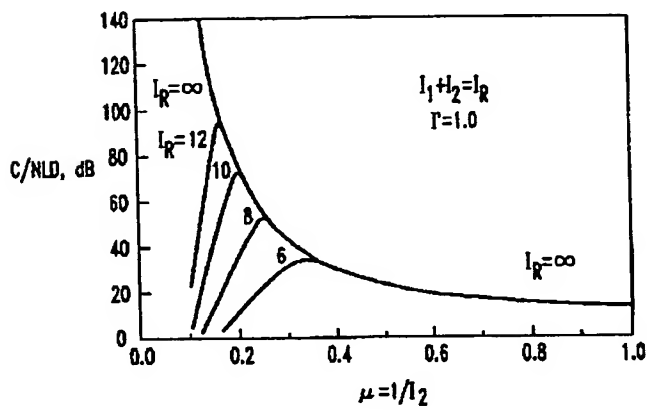
【図 4 B】



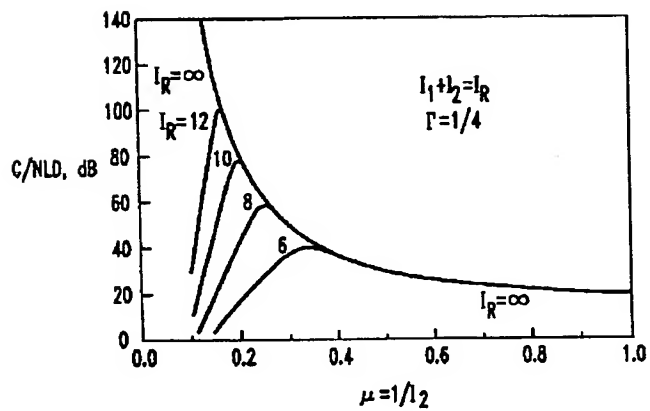
【図 6】



【図 5】



【図 7】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. ⁶

H 0 4 B 10/04

10/06

H 0 4 N 7/22

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

THIS PAGE BLANK (USPTO)